

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第3631254号
(P3631254)

(45) 発行日 平成17年3月23日(2005.3.23)

(24) 登録日 平成16年12月24日(2004.12.24)

(51) Int.Cl. ⁷	F I	
GO 1 S 13/04	GO 1 S 13/04	
GO 1 S 7/40	GO 1 S 7/40	C
GO 1 S 13/32	GO 1 S 13/32	
GO 1 V 3/12	GO 1 V 3/12	A
GO 8 B 13/181	GO 8 B 13/181	
請求項の数 24 (全 14 頁)		

(21) 出願番号 特願平8-509573	(73) 特許権者 504371712
(86) (22) 出願日 平成7年8月29日(1995.8.29)	ザ リージェンツ オブ ジ ユニヴァー
(65) 公表番号 特表平10-505670	シティ オブ カリフォルニア
(43) 公表日 平成10年6月2日(1998.6.2)	アメリカ合衆国, 94612 カリフォル
(86) 国際出願番号 PCT/US1995/011046	ニア州, オークランド, レイクサイド ド
(87) 国際公開番号 W01996/007931	ライヴ 300, 22エヌディー フロア
(87) 国際公開日 平成8年3月14日(1996.3.14)	(74) 代理人 100083839
審査請求日 平成14年6月24日(2002.6.24)	弁理士 石川 泰男
(31) 優先権主張番号 08/300,769	(72) 発明者 マッキーワン, トーマス, イー.
(32) 優先日 平成6年9月6日(1994.9.6)	アメリカ合衆国, 94550 カリフォル
(33) 優先権主張国 米国(US)	ニア州, リバーモア, カイロ ストリート
	1734
	審査官 宮川 哲伸
	最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 レンジ感度補償を行うレンジ・ゲート制御形のフィールド外乱センサ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電磁エネルギーの送信バーストのシーケンスを送信してセンサ・フィールドを生成する送信機であって、前記バーストのシーケンスはバースト繰返しレートを有するとともに、各バーストはバースト幅を有しかつ送信機周波数の多数の周期を持つようにした送信機と、前記送信機周波数で電磁エネルギーを受信する受信機であって、送信されたバーストをその送信されたバーストの反射波と混合して中間周波数信号を生成するミキサを有し、その結果、前記バースト幅によりセンサレンジが決まるようにした受信機と、前記送信機に結合されて、前記バーストシーケンスのバーストが変化位相を持つように、前記バースト繰返しレートを、前記送信機周波数未満の値に変調するバーストレート変調回路と、

前記受信機に結合され且つ前記中間周波数信号に応答する回路であって、前記センサフィールドの外乱を指示する回路と、を備えたセンサ。

【請求項2】

前記送信機に結合し、かつ前記中間周波数で送信バーストのシーケンスを変調する回路を有する請求項1記載のセンサ。

【請求項3】

前記バーストのシーケンスは前記バースト繰返しレート以下のレートで変調されている請求項2記載のセンサ。

【請求項4】

前記バーストのシーケンスは、前記送信機周波数を前記中間周波数における第1の周波数と第2の周波数との間で変更することにより変調されるとともに、前記中間周波数は前記バースト繰返しレート以下の値である請求項2記載のセンサ。

【請求項5】

前記バーストは開始点と終了点を有し、かつほぼ前記開始点の周期とほぼ前記終了点の周期との間で相対的な位相シフトを有するとともに、前記第1の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトは、前記第2の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトとは前記センサレンジで360度未満の値だけ異なるようにした請求項4記載のセンサ。

【請求項6】

前記第1の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトは、前記第2の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトとは特定のセンサレンジで約180度だけ異なるようにした請求項5記載のセンサ。

【請求項7】

前記送信機に結合し、かつ前記バースト幅の調整用の回路を有する請求項1記載のセンサ。

【請求項8】

前記送信機周波数はギガヘルツのオーダであるとともに、前記バースト繰返しレートはメガヘルツのオーダである請求項1記載のセンサ。

【請求項9】

前記送信機および受信機は単一のアンテナを共有する請求項1記載のセンサ。

【請求項10】

前記送信機は送信アンテナを有するとともに、前記受信機は受信アンテナを有し、前記送信アンテナおよび受信アンテナは、前記送信バーストが前記受信アンテナに近接結合して反射波に混合するように取り付けられている請求項1記載のセンサ。

【請求項11】

電磁エネルギーの送信バーストのシーケンスを送信する変調送信機であって、前記送信バーストのシーケンスはバースト繰返しレートを有し、各バーストはバースト幅を有しかつ送信機周波数の多数の周期を持ち、前記バーストのシーケンスは中間周波数で変調されるようにした変調送信機と、

前記送信機周波数の電磁エネルギーを受信する受信機であって、送信されたバーストをその同一の送信されたバーストの反射波と混合して中間周波数信号を生成するミキサを有し、その結果、前記バースト幅によりそのバースト幅の約半分のセンサレンジが決まるようにした受信機と、

前記送信機に結合されて、前記バーストシーケンスのバーストが変化位相を持つように、前記バースト繰返しレートを、前記送信機周波数未満の値に変調するバーストレート変調回路と、

前記受信機に結合され且つ前記中間周波数信号に応答する回路であって、前記センサレンジ内での動きを指示する回路と、を備えたセンサ。

【請求項12】

前記バーストのシーケンスは前記バースト繰返しレート以下のレートで周波数変調されている請求項11記載のセンサ。

【請求項13】

前記バーストのシーケンスは、前記送信機周波数を前記中間周波数における第1の周波数と第2の周波数との間で変更することにより変調される請求項11記載のセンサ。

【請求項14】

前記バーストは開始点と終了点を有し、かつほぼ前記開始点の周期とほぼ前記終了点の周期との間で相対的な位相シフトを有するとともに、前記第1の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトは、前記第2の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトとは前記センサレンジで360度未満の値だけ異なるよう

10

20

30

40

50

にした請求項13記載のセンサ。

【請求項15】

前記第1の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトは、前記第2の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトとは特定のセンサレンジで約180度だけ異なるようにした請求項14記載のセンサ。

【請求項16】

前記送信機周波数はギガヘルツのオーダーであるとともに、前記バースト繰返しレートはメガヘルツのオーダーである請求項11記載のセンサ。

【請求項17】

前記送信機および受信機は単一のアンテナを共有する請求項11記載のセンサ。

10

【請求項18】

前記送信機は送信アンテナを有するとともに、前記受信機は受信アンテナを有し、前記送信アンテナおよび受信アンテナは、前記送信バーストが前記受信アンテナに近接結合して反射波に混合するように取り付けられている請求項11記載のセンサ。

【請求項19】

センサフィールドを生成する電磁エネルギーの送信バーストのシーケンスを送信する送信機であって、前記送信バーストのシーケンスはランダムに又は擬似的ランダムに変調されたバースト繰返しレートを有し、前記バースト繰返しレートは、前記送信機周波数未満の値であり、かつ、前記バーストシーケンスのバーストが変化位相を持つように変調されており、各バーストはバースト幅を有しかつ送信機周波数の多数の周期を持つようにした送信機と、

20

前記送信機に結合され、且つ中間周波数における少なくとも第1の周波数と第2の周波数との間で前記送信機周波数を切り換える周波数変調回路と、

前記送信機周波数の電磁エネルギーを受信する受信機であって、送信されたバーストをその送信されたバーストの反射波と混合して中間周波数信号を生成するミキサを有し、その結果、前記バースト幅によりセンサレンジが決まるようにした受信機と、

前記受信機に結合され且つ前記中間周波数信号に応答する回路であって、前記センサフィールドの外乱を指示する回路と、を備えたセンサ。

【請求項20】

前記バーストは開始点と終了点を有し、かつほぼ前記開始点の周期とほぼ前記終了点の周期との間で相対的な位相シフトを有するとともに、前記第1の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトは、前記第2の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトとは前記センサレンジで360度未満の値だけ異なるようにした請求項19記載のセンサ。

30

【請求項21】

前記第1の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトは、前記第2の周波数における前記バースト幅についての前記相対的な位相シフトとは特定のセンサレンジで約180度だけ異なるようにした請求項20記載のセンサ。

【請求項22】

前記送信機周波数はギガヘルツのオーダーであり、前記バースト繰返しレートはメガヘルツのオーダーであり、前記中間周波数はキロヘルツのオーダーである請求項19記載のセンサ。

40

【請求項23】

前記送信機および受信機は単一のアンテナを共有する請求項19記載のセンサ。

【請求項24】

前記送信機は送信アンテナを有するとともに、前記受信機は受信アンテナを有し、前記送信アンテナおよび受信アンテナは、前記送信バーストが前記受信アンテナに近接結合して反射波に混合するように取り付けられている請求項19記載のセンサ。

【発明の詳細な説明】

米国合衆国政府は、米国合衆国エネルギー庁とカリフォルニア大学との間で締結された契約番号W-7405-ENG-48にしたがって、ローレンス・リバモア国立研究所の活動のために

50

本発明に関する権利を有する。

発明の背景

発明の分野

本発明は、近接センサの分野に関し、とくに、フィールド外乱センサの技術に関する。

関連技術の説明

フィールド外乱センサを用いることにより、自動車盗難警報器、家屋侵入対策およびロボット工学センサ、産業計測およびプロセス制御、自動ドア開閉器、ならびに自動車障害物検出といった、多種多様のアプリケーションを有する動き検出器の部類を提供できる。これらのセンサは基本的には電磁気信号を送信し、センサフィールドで反射エネルギーを検出することにより動作する。センサフィールドの反射エネルギーは、そのフィールド内で動きが無いときは、安定状態になる。かかる電磁気エネルギーを吸収または反射する物体がそのフィールドに入ると、反射エネルギーの変化が検出される。マイクロ波周波数で動作するフィールド外乱センサは実質的に連続波（CW）によるドプラ・マイクロ波センサと同一である。

10

既存の設計では、センサのアプリケーションが限定されるいくつかの重要な問題がある。とくに、上述のセンサは、センサのフィールドに近い他の送信機からの干渉によって生じる、または近接レンジにおいてこの種のタイプのセンサ過敏性によって生じる誤警報を発生し易い。

従来技術に係るフィールド外乱センサのアプリケーションの大部分は、比較的高いパワーのマイクロ波エネルギーに依存している。これらの高パワーのマイクロ波によるアプリケーションは、通信規定により、比較的に狭い帯域に限定されており、このため、かなり混んでいる。例えば、この既存のフィールド外乱センサは、電子レンジや他の高パワーのマイクロ波機器と同一の周波数帯域で動作することもよくある。これにより、センサは、そのセンサの受信機のレンジ内に在る別の送信機によって生じる疑似値を感じてしまう。かかる用途に割り当てられた周波数範囲は比較的に狭いので、それらの目的に使用できるチャンネル数も限られてしまう。このため、目的とする分野で 사용할 ことができるセンサ数が限られる。

20

また、従来技術に係るフィールド外乱センサは近接レンジで過敏性を有する。つまり、およそ10フィートに居る人の動きを検出するように調整したセンサは、昆虫がアンテナの表面に止まったときに誤った警報を出してしまう。この問題は、機器の感度が $1/R^2$ の関数で減少する（ここで、Rは送信機から反射体のまでの距離である）ことに起因して生じる。また、このセンサの過敏性により、センサに対する振動や機械的動揺からも誤警報を出してしまう。

30

したがって、従来技術による設計の誤警報の問題を打破するフィールド外乱センサを提供することが望ましい。また、単一のフィールドにマルチセンサを干渉無しに設置できるシステムを提供することも望ましい。

発明の概要

本発明は、改善されたフィールド外乱センサ（field disturbance sensor）を提供するもので、このセンサは比較的低いパワーで動作し、調整可能な動作レンジ（range）を持ち、近いレンジで過敏ではなく、マルチセンサの共同配置が可能で、そして製造コストも高価ではない、という特徴を有する。

40

本発明は、電磁エネルギーの送信バーストから成るシーケンスを送信する送信機を有するセンサとして特徴付けることができる。このバーストのシーケンスはバースト繰返しレートを有し、各バーストがバースト幅を持つとともに、送信機周波数での多数の周期を有する。このセンサは受信機を含み、この受信機が前記送信機周波数の電磁エネルギーを受ける。受信機はミキサを含み、このミキサは送信バーストをその同一の送信バーストの反射波と混合し、中間周波信号を生成する。この中間周波数は、前記中間周波数において、前記送信機周波数または振幅を変調することにより生成される。この受信機に結合されかつ前記中間周波信号に応答する回路構成により、センサフィールドの外乱が指示される。ミキサが送信バーストを、送信バーストの反射波に混合するので、バースト幅によりセンサレン

50

ジRがバースト幅の約1/2に決められる。

本発明の別の側面によれば、バーストレート変調回路が前記送信機に結合しており、バースト繰返しレートを変調する。その1つの側面では、このバースト繰返しレートは、バーストシーケンスのバーストはバースト幅よりも大きいレンジにわたって変化する名目上のレートに関して発生時間を持つように、ランダムにまたは疑似的ランダムに変調される。1つのシステムの場合、前記送信機周波数はギガヘルツ（例えば2GHz）のオーダーで、前記バースト繰返しレートはメガヘルツ（例えば1MHz）のオーダーで、さらに前記中間周波数はキロヘルツ（例えば10kHz）のオーダーである。バーストは前記送信機周波数で2～40のオーダーの多数の周期（サイクル）を有してよい。これにより、バーストシーケンスに対する低いデューティの周期が生成される。このバーストシーケンスの発生時間を前記バースト幅よりも大きい値で変調することで、どれが2つの送信機が別の送信機のバーストと同時に起こるバーストを発生し、位相関係においてIF受信機で重大な応答を引き起こすという見込みは低くなる。また、2つのセンサの中間周波発振器がいくぶんと同時に起こり、重大な干渉に至るという見込みが低いことで、さらに、誤検出の可能性も低くなる。したがって、センサの固有のチャンネル化（channelization）ができ、1つのフィールドでマルチセンサの使用が可能になる。

10

本発明の別の側面によれば、前記送信機周波数は、前記中間周波数における第1の周波数および第2の周波数の間で送信機周波数を変更することによって変調されている。この第1の周波数におけるバースト終了時のパルス位相が前記第2の周波数におけるバースト終了時のパルス位相とは1周期よりも小さい値、好適には約1/2周期だけ異なるように、第1の周波数と第2の周波数とが関係付けられている。前記ミキサにより生成された中間周波信号は、前記第1の周波数および前記第2の周波数における前記反射波の相対的振幅を表している。これらの相対的振幅は、受信機での前記第1の周波数におけるあるバーストの開始時と終了時のパルス間の位相差、および、前記第2の周波数におけるあるバーストの開始時と終了時のパルス間の位相差の関数、ならびに反射の振幅による関数である。短いレンジでのかかる位相差は最大レンジでの位相差よりも非常に小さいので、近いレンジでの機器の感度はセンサ最大レンジでのその感度に比べて低下している。

20

したがって、送信機は典型的には2.0または6.5GHz、またはそれ以上に中心周波数を合わせて、最大検出レンジで2方向の飛行時間に時間的に等しいバースト幅を持ったRFバーストを送信するようにできる。送信バーストは受信ミキサのために使用されているので（いわゆる、ホモダイン動作）、送信機が送信を停止した後、反射信号が戻ってこなければ混合動作は行われない。このため、送信機のバースト幅制御により与えられる幅により、最大検出レンジが制御される。好適なシステムでは、バースト繰返しレートはノイズ変調されており、ほかのセンサとのコヒーレントな衝突を防止し、またRF干渉によるビート周波数の発生を防止している。これは、大量の受信バーストをローパスフィルタにおいて積分することにより容易化されている。典型的には、バースト繰返しレートは1メガヘルツのオーダーであり、ローパスフィルタは約10,000個のバーストを積分するための10ミリ秒の応答を有し、チャンネル化を容易化している。

30

受信ミキサとしては、1つのダイオード回路を置いて、これに低ノイズ動作のバイポーラ・トランジスタ・アンプを繋ぐようにしてもよい。好適なアプリケーションでは、センサのデューティ周期が低いため、受信機はサンプル・ホールド回路として機能して、検出信号を1つのバースト繰返し周期から次の周期にストレッチする。

40

低いデューティ周期の動作により、全体のRF放射レベルを、連邦通信委員会（FCC）、パート15の規定の下での動作が可能なレベルまで下げることができ、その結果、大きなスペクトル使用領域を開放でき、隙間の無い周波数調整の必要性を排除できる。低いデューティ周期の動作の別の側面は電力消費が低いことにある。仮にバースト幅が10ナノ秒とすると、繰返し間隔は10マイクロ秒で、送信電流は1000倍減少し、バッテリーで多年連続動作が可能になる。

別の新規な特徴は、送信用発振器の周波数変調であり、これは例えば10kHzの中間周波数で送信周波数を周期的にシフトしている。これによりミキサの出力には中間周波数で矩形

50

波が現れる。この受信ミキサに結合している中間周波アンプは、バースト繰返しレートまたはDCでの周波数を通過させることができなく、放射周波数で変わる平均受信エコーの変化に応答する。接近した戻りのためのホモダイン動作に一致させるので、周波数変調によって引き起こされる効果は反射信号上にはほとんどなく、また増幅される中間周波信号もほとんどない。最大レンジに近いレンジでの遠い戻りの場合、周波数変調は、前記2つの周波数での受信エコー、すなわちバースト幅内に含まれるRF周期のトータル数において1/2周期のフルのシフトが与えられるように、設定される。したがって、最大レンジにある目標体は、変調の第1および第2の周波数間で180度のフルの位相反転を持ったドプラ応答を生じる。中間周波アンプはその変調レートで変化する信号を前記位相反転の大きさに相当する振幅で通過させるので、零レンジでは感度が無く、また最大レンジで最大の感度を持ち、感度の自然ロスをレンジの増加と共に補償している。

10

したがって、改善されたフィールド乱れセンサが提供されており、このセンサはレンジがゲート制御され、単一のフィールドでマルチチセンサ構成が可能で、そして、従来技術による近接レンジでの過敏性を打破している。さらに、このシステムは製造上、簡単で、コストが低く、および、非常に低いパワーで動作するので多年にわたるバッテリー動作が可能になる。

本発明のほかの側面および効果は、以下に続く図面、詳細な説明、およびクレームを検討することで理解できる。

【図面の簡単な説明】

図1は、本発明に係る、レンジ・ゲートッド (range-gated:レンジをゲート制御した) フィールド外乱センサの構成図である。

20

図2は、本発明に係る周波数変調の特徴を説明するタイミング図である。

図3は、本発明に係る混合とレンジのゲート制御との動作を説明するタイミング図である。

図4は、本発明に係るセンサの機能を示すプロットである。

図5は、本発明に係るセンサの一つの実施例の構成図である。

図6は、本発明に係るセンサの別の実施例の構成図である。

図7は、図6の回路とともに使用するバッテリー電源の構成図である。

図8は、2つの送信機周波数に対する図6の部品定数値の表である。

好適な実施例の詳細な説明

30

本発明の実施例を図に関連して以下に詳細に説明する。

図1は、本発明にしたがってレンジ感度を補償したレンジ・ゲート制御 (ゲートッド) 形のフィールド外乱センサのブロック図である。この基本的なシステムには、ゲート制御RF発振器10を有し、この発振器が送信機11を駆動する。ゲート制御RF発振器10は、バースト幅変調器12により決められたバースト幅を有するバーストのシーケンスを発生し、そのバースト幅変調器がライン13を通して前記ゲート制御RF発振器に接続されている。このバースト幅変調器12は、機器のレンジを選択する入力コントロール14に応じてバースト幅を定める。このバーストの繰返しレートは、バースト幅変調器を駆動するクロック15により決定される。クロック15は、増幅して変調信号を生成できる、またはバースト繰返しレート発振器で固有的であるノイズのような、ランダム源16により位相変調される。同様に、疑似ランダム変調も採用できる。

40

上記ゲート制御RF発信器10は中間周波数源17によって位相変調され、この中間周波数源がライン18を介してゲート制御RF発振器10に接続されている。

送信バースト19は目標体20で反射し、そのエコーが受信アンテナ21で検出される。受信アンテナ21はRFミキサ22を駆動し、このミキサはライン34で概要的に示したように、送信信号を受けている。RFミキサ22の出力は中間周波数アンプ23に送られており、このアンプはFM中間周波数源17の周波数にチューニングされている。中間周波数アンプ23の出力は同期レクティファイヤ24に送出され、この同期レクティファイヤはFM中間周波数源17によって同期される。レクティファイヤ24の出力は、ローパスフィルタ25およびベースバンドアンプ26を介して、しきい値検出回路 (概要的に符号27の構成) に供給される。このしきい値

50

検出回路は第1のコンパレータ28を備え、このコンパレータは、プラスのしきい値29を受けるマイナス入力端と、前記ベースバンドアンプ26の出力を受けるプラス入力端とを有する。同様に、このしきい値検出回路は第2のコンパレータ30を有し、このコンパレータは、ベースバンドアンプ26の出力を受けるマイナス入力端と、マイナスのしきい値31を受けるプラス入力端とを有する。ベースバンドアンプ26の出力の振幅が前記2つのしきい値を越えたとき、警報信号はライン32に供給されて警報回路を駆動する。警報回路としては、例えばブザー33またはその他の応答装置である。このブザー33は例えば多種多様の応答装置を駆動するスイッチに置き換えてもよい。

また、図1に示したように、しきい値検出／警報回路を駆動するよりも、ベースバンドアンプの出力をデジタル化し処理して、動きの速度、サイズなどの、受信信号に現われる外乱（乱れ）の特性を判断することもできる。

一つの設計したシステムの場合、ゲート制御RF発信器は約2ギガヘルツのバーストを発生する。FM発振器17は約10キロヘルツで動作し、発振器10の出力周波数を例えば、2.00GHzと2.10GHzの間で変調する。この実施例では、発振器15により決められるバースト繰返し周波数は約2MHzである。ノイズ源16は好適には、実質的にバースト幅よりも大きい等価なレンジにわたってバースト繰返し周波数発振器15の位相を変調することである。

このバースト幅により機器のレンジが決まる。これはミキサ22のRF混合はバーストの送信の間に行われるのみであることに因る。上述した2GHzのシステムでは、送信機に対するデューティサイクルが低く、したがって電力消費が低いという条件ならば、バースト幅はゲート制御RF発信器10の2～40サイクルまたはその程度のオーダである。2GHzの送信機周波数で、かつ、およそ12インチのレンジの場合では、バースト幅は約4サイクル、すなわち約2ナノ秒ということになる。

図2は、複数のバーストから成るシーケンスのバーストの一定の特性を示している。図1に示したように、前記RF発振器は略10KHzにて矩形波で周波数変調されている。このため、バーストは第1の低い周波数 f_L および第2の高い周波数 f_H で発生することになる。これらの周波数は図2に表しているように互いに僅かに異なるだけである。そこで、4サイクル後のように近いレンジでは、この2つの周波数間の与えられた距離での位相差（ $\Delta\phi_N$ ）非常に小さい。しかし、バーストの終了点では、この2つの周波数間のバーストの終了点での位相差（ $\Delta\phi_F$ ）は約180度である。このため、周波数 f_H のバーストの先頭60は、約0度の相対的な位相シフトを目的とした一定のバースト幅のために、その後部61におよそ同相である。これに対し、周波数 f_L のバーストの先頭62は、同一のバースト幅での約180度の相対的な位相シフトのために、その後部63におよそ180度の位相ずれがある。これは、180度の相対的位相シフト差に基づく最大レンジで、目標体から受信したエコーの中間周波数で180度全部の位相反転を与えるものである。

好適な実施例にしたがうセンサの場合、360度未満の相対的な位相シフト差を有し、最良の結果を得るには、最大センサレンジでの2つのRF周波数間で約180度未満である。

本発明にしたがうセンサは、2サイクル以上の相対的な位相シフト差であっても動作する。しかしながら、相対的な位相シフト差が180度よりも大きいときは、機器の感度は低下する。また、仮に特定のレンジでの相対的な位相シフト差が零になるとすると、そのセンサフィールド内に検知できない部分（ブラインド・スポット）ができることがある。このため、かかる好適なシステムでは、調整可能なバースト幅を有し、最大レンジで相対的な位相シフト差が約180度になるように周波数変調が設定される。その結果、バースト幅を短くすることでレンジがチューニングされるので、その相対的位相シフト差は180度以下である。非常に短いレンジで動作させる場合、相対的位相シフト差は僅かである。この特別の関係は、与えられた設計に対してフィールドの特性に依存して選択され、その中でセンサが効果的に配置され、コンポーネントはセンサをインプリメントするのに使用される。

このため、例えば、与えられたバースト幅に対して送信周波数 f_L のNサイクルがあるとする。この例の場合、送信周波数 f_H にて、高周波数に対するバースト幅における「 $N+1/2$ 」サイクルがあることになる。勿論、バーストのサイクルの絶対数はバーストを発生させ

10

20

30

40

50

るのに使用する回路に依存して変わることになる。しかし、かかる位相関係は送信機の周波数を制御することにより守ることができる。

図3は、受信サイクルの混合（ミキシング）機能を示す。このため、図3では、図形50が送信したバーストを表す。図形51は受信反射波を表す。線52は混合が行われている間の周期を表す。すなわち、混合は、位置53で反射信号を受信した開始位置から位置54の送信信号の終了位置まで行われる。

同じく線52には、前記低い周波数 f_L および高い周波数 f_H における受信エコーの振幅が図示されている。この振幅の相違 ΔA は、外乱（disturbance）の振幅は勿論、その外乱が送信バーストと受信反射波との間の位相差で反射されたものとして生じる。実際のシステムでは、この中間周波数信号は多数の混合信号パルスを積分したものに基いており、中間周波数の値 f_H および f_L の間で発振している。このため、非常に近接したレンジでは、外乱の所定振幅に対する周波数変調による振幅差は、より長いレンジでの混合信号の振幅差よりも小さくなる。

図4は、センサに設定したレンジに対するセンサ機能を説明しており、感度が近接レンジで実質的に増大しないことを示している。したがって、図4では、例えば、ベースバンドアンプ26の出力でサンプリングされた中間周波数応答が説明されている。かかるレンジがおよそ12インチに設定されている状況で、この信号は手を差し延べて送信機に触り、次いで引っ込めることにより発生させたものである。点70での近接レンジでわかるように、信号の振幅は実質的に点71での約6インチにおけるよりも大きくない。図4はまた、かかるレンジの外側で、中間周波数信号が殆ど発生していないことも示している。

図5は、本発明にしたがう、図4の図表を発生させるのに使用されたセンサの電氣的構成図である。この送信機は高周波トランジスタ100により駆動され、このトランジスタ100は送信機周波数で発振するようにバイアスされている。このトランジスタ100のコレクタはアンテナ101に結合され、またコイル102（物理的レイアウトに単に固有である）を通してバイアス分岐点103に結合されている。このバイアス分岐点103はコンデンサ104を通してアースに結合され、また抵抗105を通して、インバータ106およびインバータ107から成るFM発振器に結合されている。このインバータ106はFM発振器の出力を駆動し、またフィードバック経路のコンデンサ108を介してインバータ107の入力に接続されている。同様に、インバータ107の出力は抵抗109を介してその入力に結合している。

また分岐点103は抵抗110を介してコンデンサ111に接続され、このコンデンサの反対側の端子がアースに接続されている。ダイオード112のカソードはコンデンサ111に結合し、またそのアノードはダイオード113のカソードに結合している。このダイオード113のアノードは5ボルト電源に結合している。また、ダイオード112のアノードおよびダイオード113のカソードはコンデンサ114を通してインバータ115の出力に結合している。このインバータ115の入力は、約2MHzに設定されたバースト繰返し周波数発振器に結合しており、この発振器はインバータ116およびインバータ117から成る。インバータ116の出力はインバータ115の入力に接続され、またコンデンサ118を介してインバータ117の入力に接続されている。同様に、インバータ117の出力は抵抗119を介してその入力に接続されている。

抵抗121と直列でかつ抵抗122と並列なポテンショメータ122から成る可変抵抗がインバータ117の出力とインバータ123の入力との間に結合されている。また、このインバータ123の入力はコンデンサ124を通してアースに至る。このインバータ123の出力は抵抗199を介して前記発振トランジスタ100のエミッタに接続されている。また、このトランジスタ100のエミッタとアースとの間にコンデンサ125が介挿されている。

このトランジスタ100のベースは、インバータ116の出力によってコイル126を通して前記バースト繰返しレート周波数で駆動される。

動作状態では、トランジスタ100の発振周波数は分岐点103のバイアスによって変化する。このバイアスはインバータ107および106で構成される発振器により7kHzで変調される。このトランジスタ100は、対エミッタ・ベース電圧がそのしきい値より大きいときに発振する。この発振は、インバータ123を通して駆動されたとき、抵抗120～122およびコンデンサ124から成るRC回路網により誘導される遅延で決まる短いバースト長の間、インバータ1

10

20

30

40

50

16の出力の立上がり区間で生じる。このため、インバータ123の出力が立ち上がると、トランジスタ100のベースとエミッタの間の電圧差がそのしきい値を下回り、発振を止める。かくして、インバータ116の出力の立上がり区間で、短いバースト波がアンテナ101によって放射される。このアンテナは、調整ポテンショメータ120によって調整できるバースト長をもっている。したがって、この回路により送信機回路にバースト長が設定される。バースト幅の不要な変動は、インバータ116および123が共通のモノリシック集積によって整合がとれているときに、最小になる。2MHzのバースト繰返しレートおよび7kHzの周波数変調レートをを用いているので、1Fサイクル毎に約6500個のバーストが出る。

受信機は受信アンテナ150を有し、このアンテナは分岐点151に結合している。分岐点151に結合したコイル152はアースに至る。また分岐点151にはショットキー・ダイオード153のカソードが結合している。このダイオード153のアノードはコンデンサ154を介してアースに接続され、また抵抗155を通して+5ボルト電源に接続され、さらにコンデンサ156を通して、アンプとして接続された中間周波トランジスタ157に結合している。そして、このトランジスタ157のベースは抵抗158を経由してそのコレクタに接続されている。また、そのコレクタは抵抗159を経由して5ボルト電源に接続されている。トランジスタ157のエミッタは接地されている。このトランジスタ157のコレクタはコンデンサ160を経由して中間周波アンプに接続され、このアンプはフィードバック経路に抵抗162を接続したインバータ161で成る。このインバータ161の出力はサンプル・ホールド回路に接続され、この回路はトランジスタ163から成り、このトランジスタはそのベースを抵抗164を介してFM発振器のインバータ107の出力に接続している。トランジスタ163のコレクタはコンデンサ165の一方の端子に接続されている。コンデンサ165のもう一方の端子はアースに至る。また、トランジスタ163のコレクタはコンデンサ166および抵抗167を介して、ベースバンドアンプとして接続されたインバータ168の入力に接続されている。抵抗169およびコンデンサ170が、インバータ168のフィードバック経路で並列に接続されている。インバータ168の出力は抵抗171を通してインバータ172の入力に接続され、このインバータがそのフィードバック経路に抵抗173およびコンデンサ174を並列に備えたアンプとして接続されている。インバータ172の出力はコンデンサ175および抵抗176を通してインバータ177の入力に接続されている。抵抗178がインバータ177のフィードバック経路に介挿されている。このインバータ177の出力により、しきい値検出回路が駆動される。このしきい値検出回路の入力は分岐点198となる。第1の抵抗179が分岐点198とインバータ180の入力端との間に接続されている。また抵抗181がインバータ180の入力端と5ボルト電源との間に接続されている。第2の抵抗182が分岐点198とインバータ183との間に接続されている。また、抵抗184がインバータ183の入力とアースとの間に接続されている。インバータ180の出力はダイオード185を通して分岐点186に接続されている。インバータ183の出力はインバータ187およびダイオード188を通して分岐点186に接続されている。分岐点186は、抵抗189およびコンデンサ190から成るRC回路網を通してトランジスタ191のゲートに接続されている。また、抵抗192がトランジスタ191のゲートとアースとの間に接続されている。このトランジスタ191のソースは接地され、トランジスタ191のドレインは抵抗193を介してブザー194に接続され、このブザー抵抗は195でバイアスされ、かつコンデンサ196でバイパスされている。

このため、動作状態にあっては、送信機と受信機が近接していることで、送信信号は受信アンテナにカップリングされる。その反射信号は受信アンテナで受信され、ダイオード153で混合される。混合信号の各サイクルはダイオード153によりサンプリングされ、そのサンプル信号の振幅までコンデンサ154をチャージする。コンデンサ154の電圧の振幅は、上述したように中間周波数にて変わることになる。この中間周波信号は、トランジスタ157およびインバータ161から成るアンプを通して、トランジスタ163で駆動されるサンプル・ホールド回路に結合される。このトランジスタ163は送信機の変調周波数に同期しており、混合信号の平均振幅をサンプリングしてホールドする。この平均振幅は増幅され、ピーク値検出回路に供給される。このピーク値検出回路のトリップ値を設定することで、センサの感度を選択することができる。

この好適なシステムによれば、送信用および受信用アンテナ101および150は「1-1/2」

10

20

30

40

50

インチ長のワイヤで形成され、2GHzの送信機周波数に対するダイポールの状態で配置されるとともに、混合動作に十分な振幅で送信信号が受信アンテナにカップリングするように配置されている。

バースト繰返し周波数発生器は、図5に説明した実施例で選択したインバータ群に固有のノイズにより変調されているので、変調回路の構成を追加する必要はない。

図で説明したコンポーネント値を用いると、この回路のレンジは約零フィートから約12フィートまで調整できる。前記RF発振器の変調度は、最大レンジで約180度の位相反転を得るように設定されている。

図6は、本発明にしたがう、レンジ・ゲート制御形の近接センサの別の実施例を示す。この実施例において、RF発振器はトランジスタ200により駆動される。このトランジスタ200のベースはコイル254を通してアースされている。トランジスタ200のエミッタはコンデンサ201を通してアースに、また抵抗202を通して分岐点203に接続されている。分岐点203は抵抗204を通してアースに、またコンデンサ205を通して2MHzのバースト繰返しレート発振器に接続されている。この発振器は直列に接続されたインバータ206およびインバータ207を備える。インバータ207の出力はコンデンサ205に接続されるとともに、コンデンサ208を通してインバータ207の入力に接続されている。同様に、インバータ207の出力は抵抗209を通してその入力に接続されている。

上記トランジスタ200のコレクタは、分岐点210の信号によってコイル255を介して変調されており、その分岐点はコンデンサ211を通してアースに至るとともに、抵抗212を通して5ボルト電源に接続されている。また、分岐点210は変調発振器の出力に抵抗213を介して接続され、この変調発振器が直列接続のインバータ214および215により構成されている。インバータ214の出力はコンデンサ216を経由してインバータ215の入力に接続されている。また、インバータ215の出力は抵抗217を介してその入力に接続されている。

受信機は発信器200で駆動されるアンテナ218を共有している。このため、この受信機はショットキーダイオード219を有し、このダイオードのアノードをアンテナ218に接続している。ダイオード219のカソードは分岐点220に接続されている。この分岐点220とアースとの間にコンデンサ221が接続されている。分岐点220とアースとの間に抵抗222が接続されている。同様に、分岐点220はコンデンサ223および抵抗224を介して、フィードバック経路に抵抗226を接続したインバータ225から成るアンプに接続されている。インバータ225の出力は抵抗227を通してインバータ228の入力に接続されている。インバータ228の出力がダイオード229を通して分岐点230に送られる。抵抗231が分岐点230とインバータ228の入力との間に接続されている。また、コンデンサ232が分岐点230とアースとの間に接続されている。この分岐点230はコンデンサ233および抵抗234を通してインバータ235の入力に接続されている。この分岐点230の電圧は、IFアンプ225により供給されたIF信号をピックアップ検出した値である。インバータ235の出力と入力との間のフィードバック経路には抵抗236が接続されている。また、インバータ235の出力はインバータ238の入力に抵抗237を介して接続されている。インバータ238は、その出力端に至るフィードバック経路にて並列に接続した抵抗239およびコンデンサ240を備える。インバータ238の出力はコンデンサ241および抵抗242を介してインバータ243の入力に接続されている。インバータ243はそのフィードバック経路に抵抗244およびコンデンサ245を接続している。インバータ243の出力はコンデンサ246および抵抗247を通して結合点248に接続されている。結合点248は抵抗249を通してアースにも接続されている。また、インバータ243の出力は抵抗250を通してインバータ251の入力に接続されている。このインバータ251の入力は抵抗252を通して前記+電源に接続されている。インバータ251の出力はライン253上の信号となり、この信号がフィールドの外乱の検出を表している。また、結合点248は、望むような警報回路を駆動するのに使用することもできる。

この図6の回路は図7に示す如くの電源により駆動される。例えば、9ボルトバッテリー275が電源スイッチ276を通して変換回路に接続され、この変換回路は、スイッチ276とアースとの間に介挿されたコンデンサ277および約5ボルトの出力279を持つ電圧変換回路278を有する。この出力279はコンデンサ280を通してアースに接続されている。この5ボルト

10

20

30

40

50

電源を使って図6に示す回路が駆動される。

送信機の周波数は特定の設計のニーズに合うように調整することができる。2GHzの中心周波数の場合、分類した(labelled)部品の値を図8に示す。また6.5GHzの中心周波数の場合、図8に示す値を使用できる。

図5および6に示す回路設計図は、当業者が容易に使用できる、在庫から入手できる部品から成り、その値(values)の例が図に示されている。これらの回路は、特定用途向け集積回路(ASICs)、すなわち特定の設計者のニーズに合うようにした部品の別組合わせで提供してよいことが認められる。

ここで説明した実施例では、中間周波数で周波数変調されたRF送信機が備えられている。別のシステムでは、振幅変調したRF送信機、または、発振器の変調の技術分野で知られている技術を使った別の方法で変調された送信機を備えていてもよい。例えば、RF発振器は二重バーストモードで動作させてもよく、そのモードでは、送信した第1のバーストに続いて、バースト間の調整機関を置いて第2のバーストの送信が続く。この第1のバーストは、前記バースト間の期間によって決まる特定レンジにて第2のバーストのみと混合される。これにより、長めのレンジに対する平均パワー出力が節約される一方、近いレンジにおいては外乱の測定が防止される。また、包絡線整形技術を別に採用して、様々な効果を得るようにしてもよい。

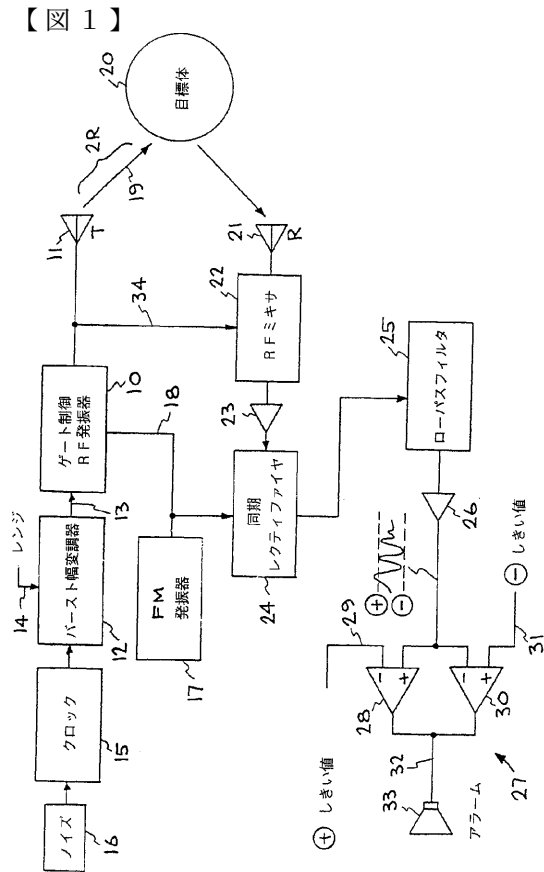
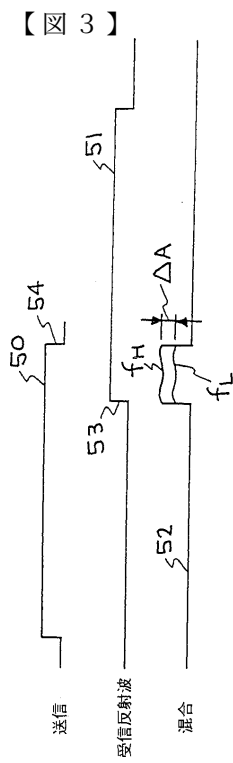
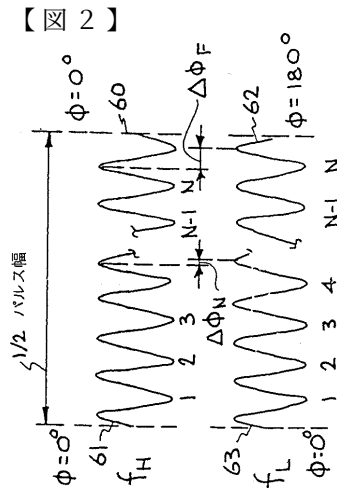
結論

このように、本発明により、正確にレンジがゲート制御され、同種の隣接するセンサからの干渉または別のノイズ源からの影響を受けず、および近いレンジでの過敏性に対する補償機能を備えたフィールド外乱センサが提供される。さらに、その回路は消費電力は非常に低く、長寿命のバッテリー駆動が可能になる。このため、マイクロ波ベースの近接センサに多種多様な新規なアプリケーションが提供され、これらには、例として挙げれば、近接検知の車両警報器、ホーム・セキュリティ・システム、キーレス・エントリ・システム、バックアップ警告レーダなどがある。

このシステムでは、最大検知レンジを制限するようにレンジがゲート制御され、現在の実施例の6インチから12フィートの間での特徴的な調整レンジを用いて誤警報を減らすことができる。バースト繰返し周波数はノイズでコーディングされ、マルチセンサの共同配置が可能になる。受信機は非常に感度が良く、送信パワーを減らすことができる。このため、電子レンジなどの高パワーのほかのマイクロ波ユーザで混んでいるISM帯域で動作させる必要がない。このことは、多年にわたってバッテリー寿命が持つ低い動作電流で済むこと、および非常に低い製造コストで済むことに帰着する。この非常に低い製造コストはある程度、低い送信パワーであることに依存しており、この低い送信パワーにより、通信規定に従うための複雑な回路構成が回避されている。さらに、このシステムではレンジの感度が補償されており、従来技術のシステムに関する1/R²特性を排除している。したがって、このシステムは近いレンジで過敏ではなく、しかも、零から最大レンジまで相当に一定の感度を維持している。

本発明の好適な実施例の上述した説明は図示および説明の目的に提供されてきた。かかる説明は網羅的であることや、開示した詳細な形式に本発明を限定することを意図していない。言うまでもなく、この分野に精通した専門家には多くの修正や変形が明らかである。意図していることは、本発明の範囲が以下のクレームおよびその均等範囲によって決まるということである。

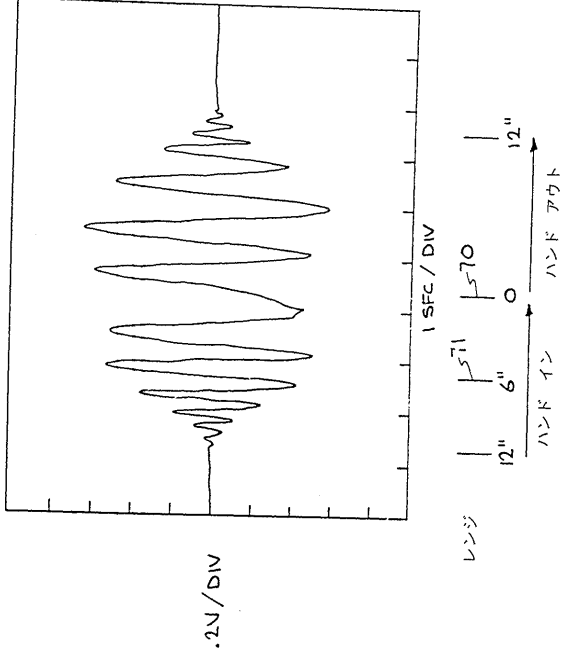
クレームされることは以下のようなものである。



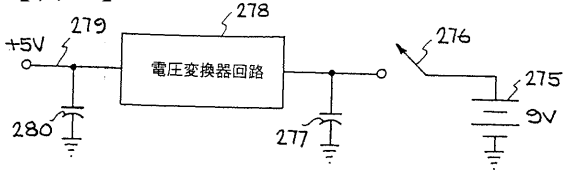
【図 8】

RF	2.0 GHz	6.5 GHz
R_H	22K	33K
Q	BFR90	NE68519
C_R	.25p	0
L	1 1/2"	1/2"
D	1N5711	.15P METELLS
C_W	33p	51p

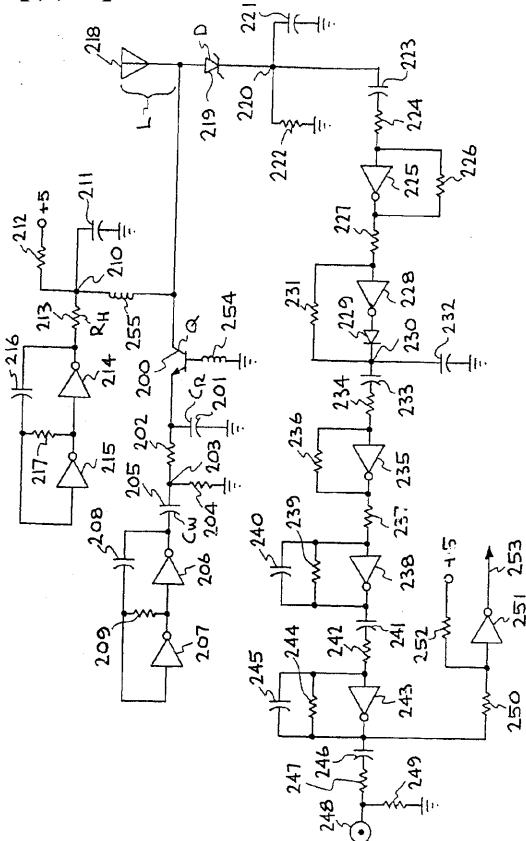
【図 4】



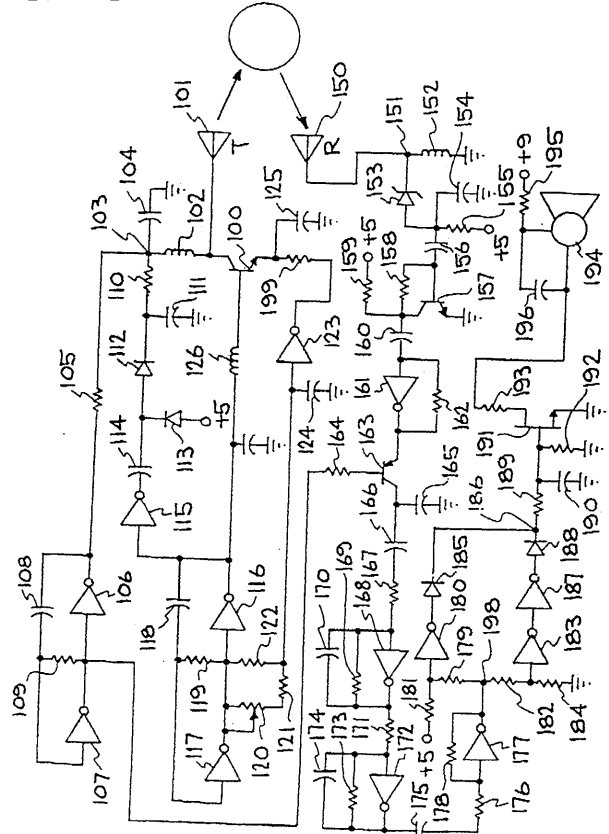
【図 7】



【図 6】



【図 5】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平4-315979 (JP, A)
特開昭48-88889 (JP, A)
特開昭60-98377 (JP, A)
特開昭61-47578 (JP, A)
特開昭59-107284 (JP, A)
米国特許第4439766 (US, A)
特開平6-27228 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

G01S 7/00 ~ 7/42

G01S 13/00 ~ 13/95

G01V 3/12

G08B 13/181